УДК 621.311.6

АНАЛИЗ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ СПОСОБОВ СТАБИЛИЗАЦИИ НАПРЯЖЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Е.Ю. Буркин, В.Н. Макаревич, В.В. Свиридов

Томский политехнический университет
E-mail: burkin@mail.ru

Рассмотрены базовые схемы понижающего, повышающего и инвертирующего преобразователей постоянного напряжения в постоянное с параметрической стабилизацией выходного напряжения. Проведен анализ трех способов управления силовыми ключами преобразователей при постоянной длительности периода, закрытого и открытого состояний ключа. Приведены структурные схемы систем управления, реализующих эти способы. Получены выражения и графики относительных величин ВЧ и НЧ пульсаций на нагрузке от входного напряжения. Показано, что наибольшую эффективность подавления входной НЧ пульсации, при прочих равных условиях, обеспечивает способ стабилизации при постоянной длительности паузы, а два других дают практически одинаковые результаты. Приведены результаты моделирования теоретических расчетов в пакете прикладных программ OrCAD 9.2.

Введение

Импульсные преобразователи (ИП) напряжения широко используют в современных источниках питания. Мощный толчок их развитию дала разработка высококачественных силовых ключей – MOS и IGBT транзисторов. Известны три базовых схемы силовой части ИП (рис. 1, *а–в*). В первой из них выходное напряжение $U_н$ ниже входного $U_{вх}$, поэтому его называют понижающим (ПН), во второй выходное напряжение выше входного (ПВ), а в третьей имеет обратную (инвертированную) полярность (ПИ). Каждая модификация занимает свою нишу в типоряде источников питания. ПН-преобразователи имеют чрезвычайно большой диапазон выходных мощностей – от долей ватта до тысяч киловатт, и используются, в основном, как регуляторы – стабилизаторы напряжения или тока в приборных источниках питания, электротехнологических установках и электроприводе. ПВ-преобразователи применяют в современных корректорах коэффициента мощности, позволяющих получить коэффициент мощности преобразователей переменного напряжения в постоянное близкий к единице. ПИ-преобразователи (их называют также обратноходовыми) с трансформаторным включением дросселя $L_ф$ широко используют в источниках питания современных телевизоров и мониторов.

Регулировка и стабилизация выходных параметров ИП осуществляется путем изменения соотношения времени замкнутого ($t_и$) и разомкнутого ($t_п$) состояния ключа К в схемах рис. 1. Система управления (СУ) ключом ИП представляет собой широтно-импульсный модулятор (ШИМ), который за счет обратных связей отрабатывает различные возмущения, например изменения тока нагрузки или входного напряжения. Как и в любой замкнутой системе автоматического регулирования (САР) в СУ ИП должны быть решены проблемы устойчивости, качества переходных процессов и другие, заданные потребителем задачи. Решению этих проблем посвящены многие публикации [1–4, 8].

В большинстве случаев основным дестабилизирующим фактором в ИП является изменение входного напряжения. Вследствие дозированной передачи энергии источника $U_{вх}$ в нагрузку имеется возможность такого управления регулирующим элементом – ключом *K*, при котором выходное напря-

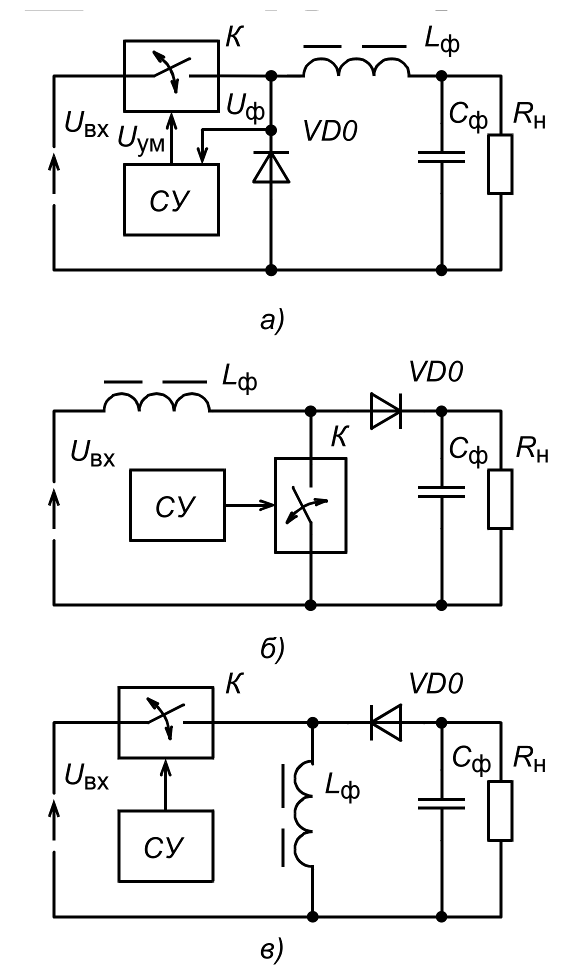


Рис. 1. *Базовые схемы импульсных преобразователей: а) понижающего, б) повышающего, г) инвертирующего*

жение ИП не зависит от $U_{вх}$. Стабилизаторы такого типа получили название параметрических, так как в данном случае для стабилизации используется нелинейность передаточной характеристики ИП.

Способы управления регулирующим элементом

Возможны три способа управления ключом K для реализации требуемого закона управления: при постоянной длительности периода $T = t_и + t_п =$ const паузы $t_п =$ const и импульса $t_и =$ const. Передаточная характеристика ПН-преобразователя в режиме непрерывного тока дросселя $L_ф$ имеет вид:

$$U_н = U_{вх} t_и / (t_и + t_п) = U_{вх} t_и / T. \qquad (1)$$

Очевидно, что если при $T =$ const устанавливать длительность $t_и$ открытого состояния ключа K обратно пропорционально величине $U_{вх}$, напряжение $U_н$ будет инвариантно к $U_{вх}$. Тот же эффект можно получить, если оставлять фиксированным вольтсекундный интеграл (ВСИ):

$$J = U_{вх} t_и = kU_п = \text{const}. \qquad (2)$$

На рис. 2 приведена структурная схема СУ, реализующая указанный принцип и диаграммы, поясняющие её работу. С приходом импульса задающего генератора (ЗГ), RS-триггер (Т) переходит в состояние, при котором усилитель мощности (УМ) отпирает ключ K. Напряжение $U_ф$ на входе LC-фильтра амплитудой $U_{вх}$ поступает на интегратор (И), а с его выхода – на компаратор (КП) с фиксированным уровнем сравнения $U_п$. В момент срабатывания компаратора триггер Т меняет состояние, ключ K запирается, а напряжение на выходе интегратора сбрасывается до нуля. В дальнейшем процессы повторяются. Очевидно, что при этом среднее значение $U_н =$ const независимо от $U_{вх}$.

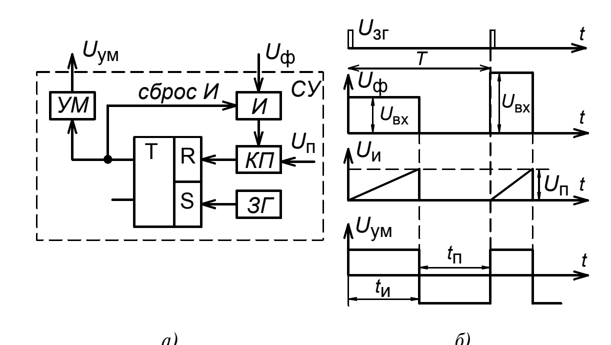


Рис. 2. *Структурная схема параметрической СУ а) и диаграммы работы б) ПН-преобразователя для режима T=const*

Для пояснения способа стабилизации при $t_п$=const приведем уравнение (1) к виду:

$$t_и (U_{вх} - U_{оп}) = t_п U_{оп} = kU_п = \text{const}, \qquad (3)$$

где $U_{оп} =$ const – опорное напряжение.

Если при фиксированной длительности $t_п$ оставлять неизменным ВСИ в левой части выражения (3), выходное напряжение $U_н = U_{оп}$ будет инвариантно к входному. Реализация данного способа управления очень проста (рис. 3), что подтверждается также практическими схемами, приведенными в [5, 6].

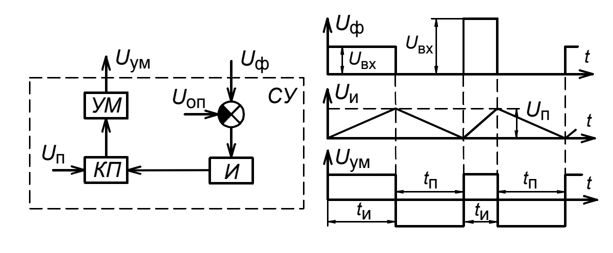
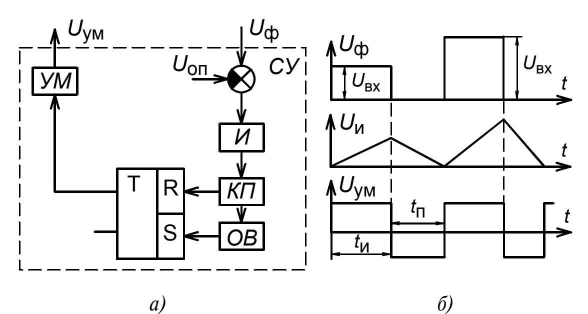


Рис. 3. *Структурная схема параметрической СУ а) и диаграммы работы, б) ПН-преобразователя для режима $t_п$=const*

Более сложен в реализации способ управления при $t_и =$ const (рис. 4). В данном случае фиксированное время $t_и$ открытого состояний ключа K задается одновибратором (ОВ). За это время получают нефиксированное значение ВСИ:

$$J = t_и (U_{вх} - U_{оп}), \qquad (4)$$

после чего, в течении времени $t_п$, интегрируется постоянная величина $U_{оп}$. При $J = 0$ срабатывает компаратор, запускается ОВ, и процессы повторяются. Длительность паузы в этом случае $t_п = J/U_{оп}$.



а) б)

Рис. 4. *Структурная схема параметрической СУ а) и диаграммы работы б) ПН-преобразователя для режима* $t_и$=*const*

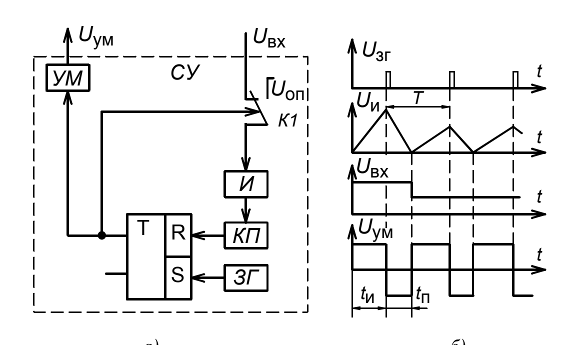
Аналогичные условия инвариантности $U_{вх}$ и $U_н$ можно получить и для двух других базовых схем ИП, рис. 1. Для ПВ-преобразователя:

$$U_н = (t_и + t_п)U_{вх}/t_п = U_{оп}\,. \tag{5}$$

При T = const за время $t_и$ получают нефиксированный ВСИ

$$J = kU_{вх}. \tag{6}$$

а затем, после прихода импульса ЗГ, формируют импульс длительностью $t_п = J/U_{оп}$ до выполнения условия $J = 0$ (рис. 5). В данной схеме необходимо использовать дополнительный переключатель K1, подключающий ко входу интегратора И поочередно напряжения $U_{вх}$ при открытом состоянии силового ключа K и $U_{оп}$ при закрытом ключе K.



а) б)

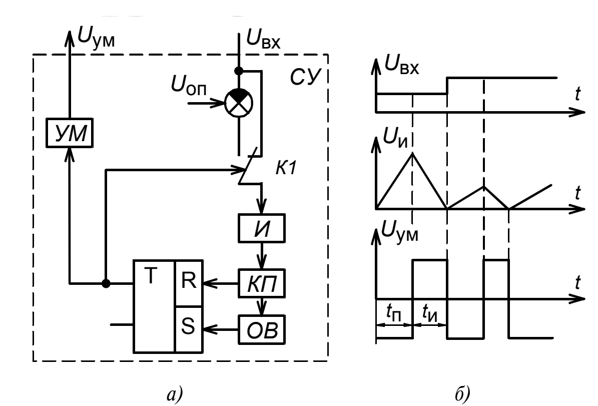
Рис. 5. *Структурная схема параметрической СУ а) и диаграммы работы б) ПВ-преобразователя для режима T=const*

Для случая $t_п$ = const (рис. 6) ее длительность задается одновибратором ОВ, а на вход интегратора И через ключ K1 поступает разность напряжений ($U_{оп} – U_{вх}$). В конце паузы ВСИ:

$$J = (U_{оп} - U_{вх})t_п\,. \tag{7}$$

Во время $t_и$ интегрируется сигнал $U_{вх}$ и при $J = 0$ импульс заканчивается. Его длительность:

$$t_п = \frac{t_и U_{вх}}{(U_{оп} - U_{вх})}. \tag{8}$$



а) б)

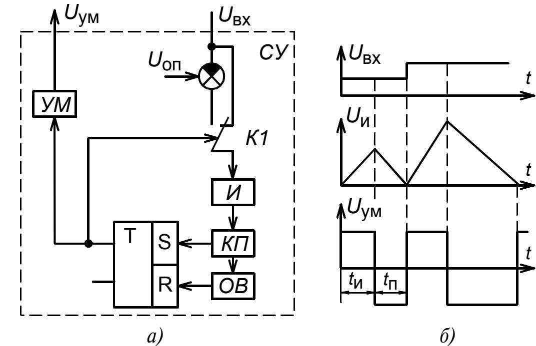
Рис. 6. *Структурная схема параметрической СУ а) и диаграммы работы б) ПВ-преобразователя для режима* $t_п$ = *const*

Выражение (8) является условием инвариантности $U_н = U_{оп}$ от $U_{вх}$ для ПВ-преобразователя при $t_п$ = const.

Для режима $t_и$ = const требуемая длительность:

$$t_п = \frac{t_и U_{вх}}{(U_{оп} - U_{вх})}. \tag{9}$$

Структурная схема СУ для реализации такого алгоритма аналогична схеме рис. 6, *а*. Необходимо только поменять RS-входы триггера Т (или его выходы), чтобы одновибратор ОВ задавал длительность импульса, а не паузы (рис. 7).



а) б)

Рис. 7. *Структурная схема параметрической СУ а) и диаграммы работы, б) ПВ-преобразователя для режима* $t_и$ = *const*

Для ПИ-преобразователя передаточная характеристика:

$$U_н = -U_{вх}t_и/t_п \tag{10}$$

одновременно является условием равенства нулю за период вольтсекунд дросселя $L_ф$ и определяет единственно возможный способ параметрической стабилизации $U_н$, а именно $t_п$ = const [4]. Следует подчеркнуть, что это утверждение справедливо при условии непрерывности тока дросселя $L_ф$, что обычно имеет место. Длительность импульса в таком режиме:

$$t_и = \frac{t_п U_{оп}}{U_{вх}} \tag{11}$$

изменяется обратно пропорционально $U_{вх}$.

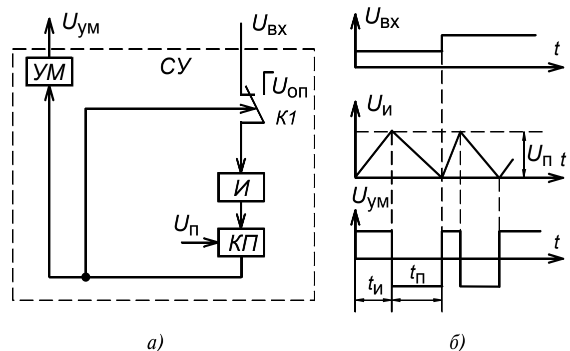


Рис. 8. *Структурная схема параметрической СУ ПИ-преобразователя – а); диаграммы работы – б)*

На рис. 8 приведена структурная схема параметрической СУ для ПИ-преобразователя и диаграммы ее работы. Во время формирования $t_и$ напряжение $U_{вх}$ через переключатель $K1$ поступает на вход интегратора И, а на его выходе сравнивается компаратором КП с уставкой $U_п$. В момент сравнения этих напряжений состояние компаратора меняется, ключ $K1$ подключает к входу интегратора фиксированное значение напряжения $U_{оп}$. При снижении сигнала на выходе интегратора до нуля, компаратор вновь меняет свое состояние. От этого момента до начала следующего периода формируется фиксированный временной интервал $t_п$. В дальнейшем процессы повторяются. Выходное напряжение при таком алгоритме не зависит от входного $U_н$=$U_{оп}$=const.

Сравнение изменений ВЧ пульсации

При отсутствии пульсаций напряжения на входе ИП, на выходе преобразователя имеется высокочастотная (ВЧ) пульсация, обусловленная импульсным характером его работы. Ее абсолютная величина для схемы ПН-преобразователя в режиме непрерывного тока $L_ф$:

$$\Delta U_п = \frac{(U_{вх} - U_н)t_и^2 + U_н t_п^2}{8L_ф C_ф}. \qquad (12)$$

В зависимости от величины $U_н$ и номинального входного напряжения $U_{вх0}$ величина пульсации будет разной. Относительная величина пульсации:

$$\sigma_п = \frac{\Delta U}{\Delta U_{п0}} = f(\gamma_0, \varepsilon_E), \qquad (13)$$

где $\gamma_0 = U_н/U_{вх0}$ – начальный коэффициент заполнения, $\varepsilon_E = U_{вх}/U_{вх0}$ – относительное изменение входного напряжения, $\Delta U_{п0}$ – величина пульсации при $\gamma = \gamma_0$.

Для режима параметрической стабилизации ПН-преобразователя при T=const с учетом (12, 13), получим относительную величину ВЧ пульсации:

$$\sigma_{пт} = \frac{\varepsilon_E - \gamma_0}{\varepsilon_E(1-\gamma_0)}. \qquad (14)$$

Аналогичные зависимости для режимов $t_п$= const и $t_и$= const имеют вид:

$$\sigma_{пп} = \frac{\varepsilon_E(1-\gamma_0)}{\varepsilon_E - \gamma_0} = \frac{1}{\sigma_{пт}}, \qquad (15)$$

$$\sigma_{пи} = \frac{\varepsilon_E(\varepsilon_E - \gamma_0)}{1-\gamma_0} = \varepsilon_E^2 \sigma_{пт}. \qquad (16)$$

На рис. 9 приведены графики, построенные по (14–16) при γ_0 = 0,5. Их анализ показывает, что, при прочих равных условиях, способ стабилизации при $t_и$= const всегда проигрывает, а два оставшихся дают практически одинаковые результаты по величине ВЧ пульсации при работе преобразователя с $\gamma_0 \geqslant 0{,}5$.

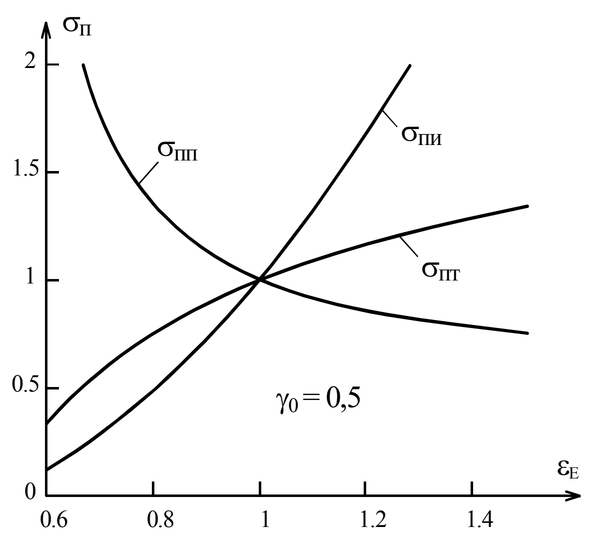


Рис. 9. *Зависимость относительных величин ВЧ пульсации на нагрузке от входного напряжения для ПН-преобразователя*

Полученные выражения позволяют оценить также динамические свойства ПН-преобразователя, связанные с его способностью подавлять НЧ составляющую – пульсацию входного напряжения. Появление НЧ пульсации на выходе ИП даже при идеальном функционировании приведенных выше схем СУ связано с инерционностью LCD-фильтра, а именно с конечным временем установления нового значения ВЧ пульсации, определяющегося по выражениям (14–16) при изменении $U_{вх}$.

Очевидно, что большие величины коэффициентов подавления входной пульсации будут получены при таком способе параметрической стабилизации, при котором установление нового значения ВЧ пульсации не будет приводить к изменению

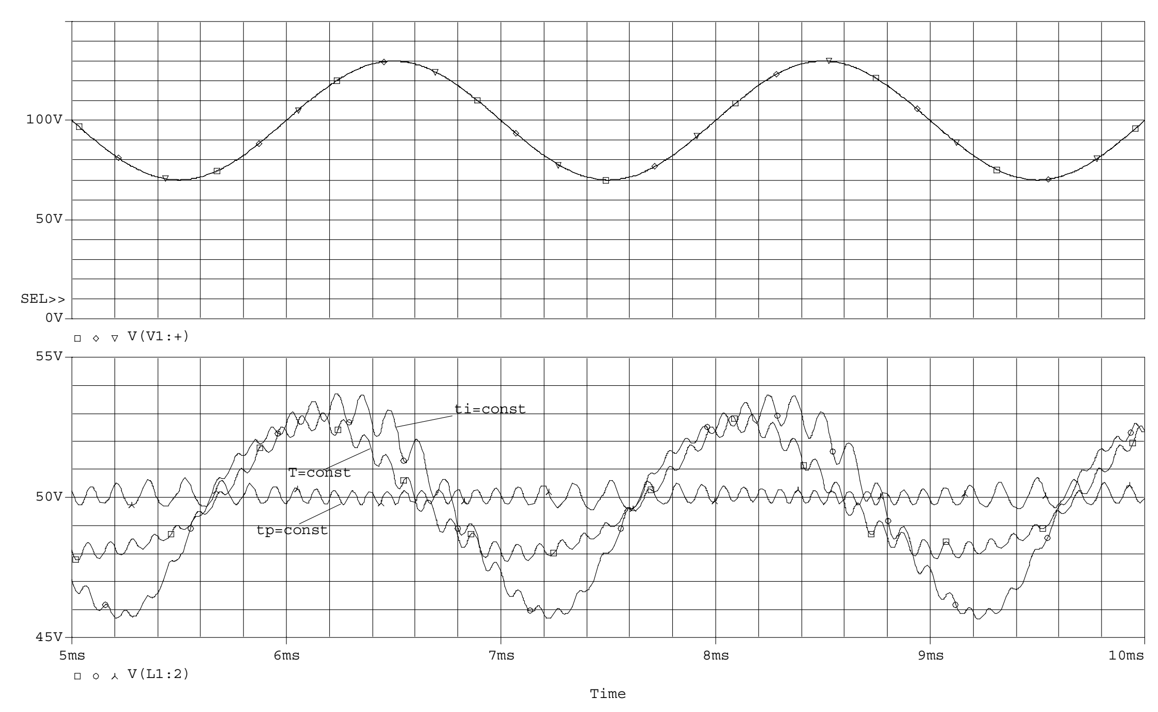


Рис. 10. *Результаты моделирования схемы (рис. 1, а) с использованием СУ (рис. 2–4).* $U_{вх}$ *= 10 В/дел;* $U_н$ *= 1 В/дел; t = 0,2 мс/дел*

среднего тока дросселя фильтра $L_ф$, что эквивалентно условию постоянства размаха пульсации этого тока в процессе работы.

Подавление входной НЧ пульсации

Относительные изменения пульсации тока ПН-преобразователя для рассмотренных режимов:

$$\sigma_{Im} = \frac{\varepsilon_E - \gamma_0}{\varepsilon_E(1-\gamma_0)} = \sigma_{nm}\,, \qquad (17)$$

$$\sigma_{In} = 1, \qquad (18)$$

$$\sigma_{Iu} = \frac{\varepsilon_E - \gamma_0}{1-\gamma_0} = \sigma_{Im}\cdot\varepsilon_E\,. \qquad (19)$$

Выражения (17–19) позволяют выбрать предпочтительный параметрический способ управления силовым ключом ПН-преобразователя, осуществляющего подавление входной пульсации. Очевидно, что наиболее эффективен алгоритм управления при $t_п$ = const, при котором теоретически выходная НЧ пульсация должна отсутствовать. Следующими по эффективности подавления НЧ пульсаций являются алгоритмы управления силовым ключом при T = const и $t_и$ = const, соответственно.

Для проверки проведенных теоретических расчетов в пакете прикладных программ OrCAD 9.2 была реализована физическая модель схемы силовой части (рис. 1, *а*), работающей по алгоритмам СУ (рис. 2–4). Результаты моделирования, приведенные на рис. 10, полностью подтверждают проведенные расчеты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания: Пер. англ. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 294 с.
2. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания: Пер. с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — 240 с.
3. Бирзниекс Л.В. Импульсные преобразователи постоянного тока. — М.: Энергия, 1974. — 256 с.
4. Розанов Ю.К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 184 с.
5. А. с. 469965 СССР. Тиристорный стабилизатор напряжения / Б.А. Багинский В.Н.Макаревич, Ю.А. Отрубянников. — Опубл. Бюлл. № 17, 1975.
6. А. с. 560215 СССР. Импульсный стабилизатор постоянного напряжения / Б.А. Багинский, В.Н. Макаревич. — Опубл. Бюлл. № 20, 1977.
7. А. с. 547756 СССР. Импульсный параметрический стабилизатор постоянного напряжения / Б.А. Багинский, В.Н. Макаревич. — Опубл. Бюлл. № 7, 1977.
8. Arbetter B. and Maksimovic D. Feedforward Pulse Width Modulators for Switching power Converters // IEEE Trans. Power electron. — 1997. — V. 12. — № 2 (Mart) — P. 56.